

# 바이패스 스위치와 저항센서를 이용한 저손실 전류 측정방법

이화석<sup>1</sup>, 다니엘<sup>1</sup>, 박종후<sup>†</sup>

## Low Power-loss Current Measurement Technique Using Resistive Sensor and Bypass Switch

Hwa-Seok Lee<sup>1</sup>, I. Daniel Thena Thayalan<sup>1</sup>, and Joung-Hu Park<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper proposes a low power-loss current measurement using a resistor and bypass switch. Conventional current sensing method using a resistor has a disadvantage of power loss which degrades the efficiency of the entire systems. On the other hand, proposed measurement technique operating with bypass-switch connected in parallel with sensing resistor can reduce power loss significantly the current sensor. The propose measurement works for discrete-time sampling of current sensing. Even while the analog-digital conversion does not occur at the controller, the sensing voltage across the sensor still causes ohmic conduction loss without information delivery. Hence, the bypass switch bypasses the sensing current with a small amount of power loss. In this paper, a 90[W] prototype hardware has been implemented for photovoltaic MPPT experimental verification of the proposed low power-loss current measurement technique. From the results, it can be seen that PV power observation is successfully done with the proposed method.

**Keywords:** shunt resistor, current measurement, discrete-time sensing, current sampling, sampling time, bypass switch, high efficiency

### 1. 서 론

모든 전기 제품은 안전한 동작영역을 확보하고 최적의 성능을 구현하기 위한 적정 전압·전류값을 가지고 있다. 하지만 시스템의 변화에 의해, 예를 들어 작업량이 많아져 경부하에서 과부하로 변하거나 혹은 작업량이 줄어들어 과부하에서 경부하로 변하거나 또는 발전시스템에서 외부환경조건이 변화하여 최적 동작점이 변화하는 경우, 전압·전류값이 급격하게 바뀌게 된다. 변동이 클 경우 시스템의 고장을 야기시킬 수 있으므로, 이를 막고자 시스템 제어를 통해 시스템 환경이 변화여도 최적의 전압·전류를 유지하도록 하는 제어 기술에 대한 연구가 많은 대학 및 연구소에서 이루어지고 있다. 하지만 이 제어 기술을 적용하기 위해서는 무엇보다 시스템의 전압·전류를 정확하게 측정하는 센싱기술이 중요하다. 전압 측정의 경우 간단하게 측정 할 수가 있지만 이와

는 달리 전류측정은 간단하지 않으며 방법 또한 여러 가지이다.<sup>[1-3]</sup> 시스템에 직접 저항을 접촉하는 shunt 저항 측정법 및 비접촉식인 변압기 원리를 이용한 CT (Current Transformer) 측정법, hall effect효과를 이용한 hall IC 측정법, 자기저항효과를 이용한 MR(Magneto Resistive)센서 측정법이 있다.<sup>[4-8]</sup> Shunt 저항 측정법은 저항에 전류를 흐르게 함으로써 전력손실이 있다는 단점이 있으며 CT 측정법은 변압기의 누설 인덕턴스에 의한 노이즈가 발생하며 가격이 비싸고 부피가 크다는 단점이 있다. Hall IC 측정법 역시 가격이 비싸며 추가 전압원이 필요하다는 단점이 있다. MR센서 역시 가격이 비싸고 구성이 복잡하다는 단점이 있다.<sup>[9-14]</sup>

이러한 문제점들을 보완하기 위하여 본 논문에서는 저손실 shunt 저항 측정법을 제안하였다. 제안하는 방법은 기존의 shunt 저항 측정방법의 단점인 저항손실 발생을 보완하는 방법으로서, 턴-온 저항이 작은 MOSFET을 전류 감지 저항에 병렬로 연결하여 전류측정이 되는 짧은 시간동안만 전류를 전류 감지 저항에 흐르게 하여 전류 정보를 얻는 방법으로, 전류 정보를 얻고 난 후 바로 전류를 낮은 저항값의 바이패스 스위치로 bypass 시킴으로써 전력손실을 줄이는 방법이다. 또한 shunt 저항을 그라운드 위치에 둬으로써 발생할

Paper number: TKPE-2012-17-5-6 ISSN: 1229-2214  
<sup>†</sup> Corresponding author: wait4u@ssu.ac.kr, Dept. of Electrical Engineering, Soongsil University  
 Tel: +82-2-828-7269 Fax: +82-2-817-7961  
<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Soongsil University  
 Manuscript received July 16, 2012; accepted Aug. 27, 2012  
 — 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

수 있는 주스위치의 오동작을 막을 수 있는 추가적인 장점이 있다.

본 논문에서는 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법으로 태양광 최대전력추종(Maximum Power Point Tracking, MPPT)실험을 함으로써 전류 측정과 제어동작이 정상 작동함을 증명하였다. 또한 장점인 저 전력손실을 증명하기 위해 똑같은 조건하에 기존의 shunt 저항 측정방법으로 태양광 MPPT실험을 하고, 소비전력을 비교하여, 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법이 우수함을 보였다.

2.1절에서는 기존의 shunt 저항 측정방법과 비교하여 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법의 동작에 대한 설명을 하였고, 추가적으로 그라운드 위치에 shunt 저항을 둘 경우 생기는 주스위치 오작동에 대해 알아보았으며 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법의 경우 이러한 주스위치 오작동이 생기지 않음을 보였다. 2.2절에서는 기존의 shunt 저항 측정방법과 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법의 손실전력을 분석하였다. 3절에서는 디지털 신호처리 프로세서(Digital-signal Processor, DSP)를 이용하여 18kHz의 주파수 영역에서 기존의 shunt 저항 측정방법과 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법으로 P&O (Perturbation & Observation)를 적용한 태양광 MPPT실험을 하여 실제 전류센서의 소비전력을 비교 확인하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 동작 원리 및 장점

기존의 shunt 저항 측정방법에서의 전류 측정 전압과형은 그림 1과 같다. 일반적으로 DSP로 전류 정보를 받아오는 경우 평균 전류값을 얻기 위하여 바이패스 스위치 턴-온 시간의 가운데 시점에서 원하는 전류 값을 샘플링하게 된다. 이 때의 DSP동작은 그림 1과 같으며 그림에서 볼 수 있는 바와 같이, 원하는 순간에 SOC(start of conversion)와 EOC(end of conversion)동작을 설정하여 그 사이의 전류의 값을 센싱하고(updating) 그 외의 시간에는 전류를 센싱하지 않고 센싱한 전류값을 유지한다(holding).<sup>[15]</sup> 그러나 기존의 전류 측정 방법을 사용하게 되면 이러한 DSP동작과는 상관없이 전류감지저항에 계속 전류 측정 전압이 형성되고, 이로 말미암아 손실이 발생하게 된다.

이를 해결하기 위해서 저손실 shunt 저항 측정법을 제안하였다. 제안한 방법은 그림 2와 같이 shunt 저항에 병렬로 bypass switch를 연결하여 전류 측정 하는 시간 즉, main PWM(점선)의 중앙에서는 bypass switch를 턴-오프하여 전류감지저항 양단에 전류가 흐르게 하여 전압을 측정하고, 전압을 측정하지 않는 시간에서는 bypass switch를 턴-온하여 전류를 바이패스 시킴으로

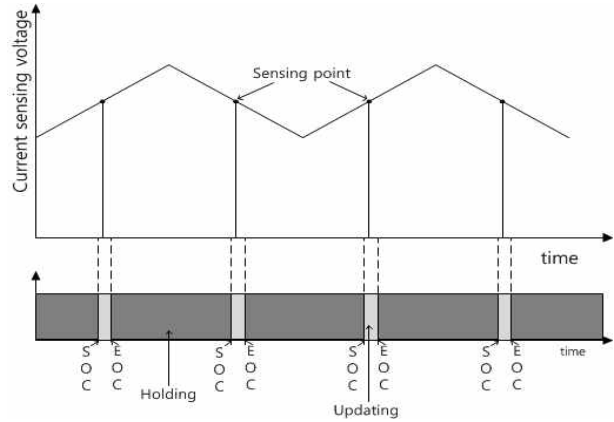


Fig. 1 Operating principle current sensing using shunt resistor and digital-signal processor

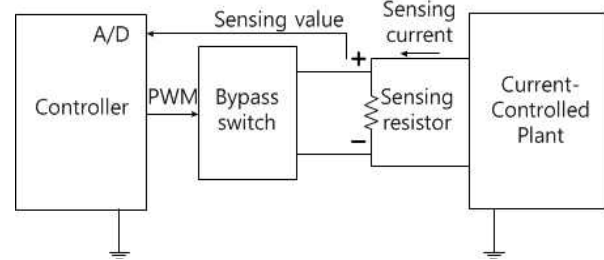


Fig. 2 Low power-loss current measurement using shunt resistor and bypass switch

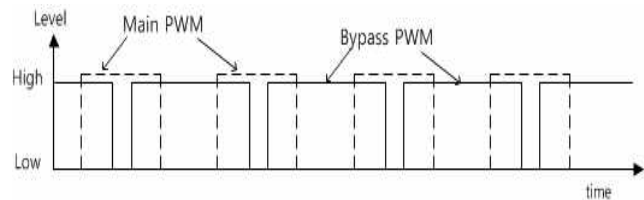


Fig. 3 Main PWM and bypass PWM

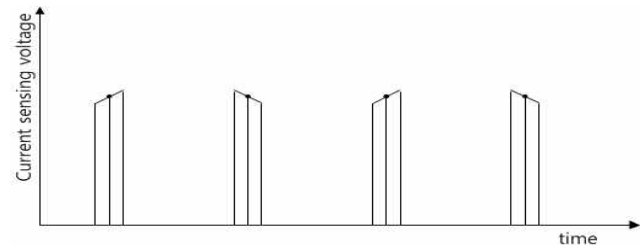


Fig. 4 New current sensing method using shunt resistor and bypass switch

써 shunt 저항 양단에 전압이 걸리지 않게 하여 전류센서에서의 소비전력을 줄이는 방법이다. 이를 구동하기 위한 스위치 PWM은 그림 3과 같다.

이 새로운 전류 측정 방법의 전류 측정 전압과형은 그림 4와 같으며 전류 샘플링 근처에만 전류 측정 전압

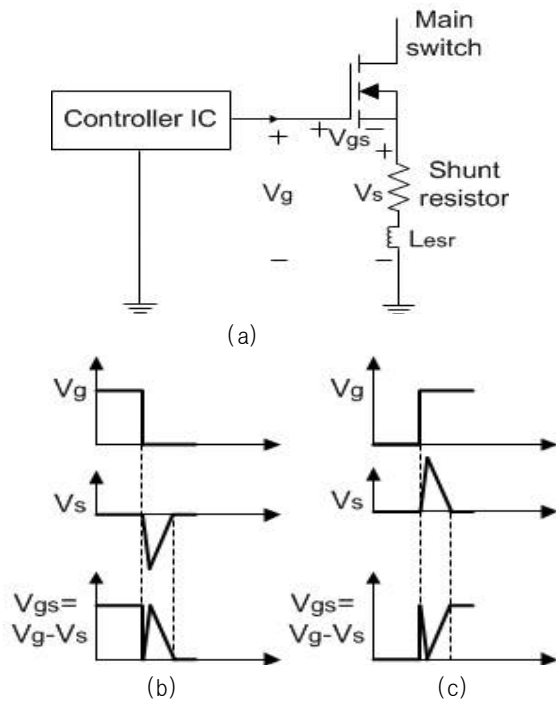


Fig. 5 Effects of parasitic inductance in the source  
 (a) Circuit diagram of Main switch and a shunt resistor  
 (b) Waveform at turn off  
 (c) Waveform at turn on

이 인가되고 그 외의 시간에는 전류 측정 전압이 인가되지 않게 되어 기존의 shunt 저항 측정방법에 비해 전력 낭비가 감소된다.

또한 shunt 저항 센서는 수월하게 측정값을 받아오기 위해 그라운드측에 위치시켜 전류를 측정을 하게 되는데 이런 경우, 주스위치의 소스단이 그라운드가 아닌 저항센서의 전압이 된다. 일반적인 경우 shunt 저항값이 작기 때문에 작은 전압이 걸리게 되어 주스위치 동작에 영향을 미치지 않는다. 하지만 그림 5(a)와 같이 주스위치의 소스단과 그라운드 사이에 shunt 저항뿐만 아니라 기생 인덕터 성분( $L_{esr}$ )이 존재하게 될 경우, 주스위치의 오작동을 야기 시킬 수가 있다.

이는 주스위치의 게이트에 주는 신호는 그라운드가 기준 전압인 반면, 주스위치의 동작 전압은  $V_{gs}$  이기 때문이다. 즉, 그림 5(b)와 같이 주스위치가 턴-온으로 동작하는 도중 턴-오프시키기 위해  $V_g$ 가 0으로 떨어져도 소스단에 있는 인덕터의 영향으로  $V_s$ 에 전압이 존재하게 되고, 결국  $V_{gs}$ 가 0이 아닌 일정 전압이 순간적으로 걸려 있게 되어 턴-오프 상태가 아닌 턴-온 상태가 일시적으로 남아 있게 된다. 결국 주스위치의 동작에 지연이 생기게 된다.<sup>[16]</sup> 이러한 현상은 그림 5(c)와 같이 턴-오프에서 턴-온시키는 동작에서도 나타나게 된다. 하지만 저손실 shunt 저항 측정방법을 이용하면 이러한 주스위치 오작동을 막을 수 있게 된다. 그림 3에서 볼 수

있듯이 주스위치가 턴-온 상태에서 턴-오프 상태로 바뀌는 시간에 bypass스위치는 턴-온 동작을 하고 있고 이로써 전류감지저항뿐만 아니라 문제를 일으키는 인덕터 성분도 흡수할 수 있게 되어 스위치 오작동이 발생하지 않게 된다.

### 2.1.1 제어기 동작 원리

DSP에서의 ePWM(enhance PWM)은 그림 6에서 볼 수 있듯이 비대칭 파형(a), (b), 혹은 대칭 파형(c)에 CMPA/ CMPB(compare A/compare B)파형을 비교하여 만나는 점에서의 set/clear의 명령을 주어 파형을 만들 수 있다.<sup>[17]</sup> 그림3과 같은 main PWM과 이 파형의 가운데 시점에서의 low동작을 하는 bypass PWM을 만들기 위해서는 대칭파형만을 이용하여 PWM을 만들어야 한다. 그리고 이 대칭파형의 4위치 앞과 뒤에 SOC와 EOC를 설정하여 전류측정을 하도록 만든다.

한 주기 시간을 나타내는 TBPRD의 0.9배 값인 CMPA를 만들고 이 CMPA와 그림 6(c)의 대칭 파형을 비교하여 3의 위치에서 clear명령을 주어 low신호를 만들고 5의 위치에서 set명령을 주어 high신호를 만들면, 높은 도통률을 갖는 bypass PWM신호를 얻을 수 있으며, main PWM의 경우  $V_{sa}$  값을 센싱하여 만든 CMPB를 bypass PWM에서 사용한 대칭파형에 비교하여 2의 위치에서 set명령을 주어 high신호를 만들고 6의 위치에서 clear명령을 주어 low신호를 만들면  $V_{sa}$ 에 따라 가변하는 main PWM을 만들 수 있다.<sup>[17-19]</sup>

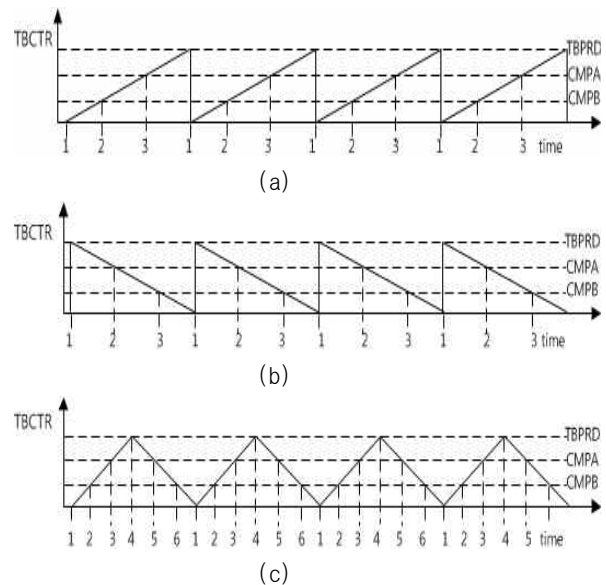


Fig. 6 ePWM Compare-Event Waveforms.  
 (TBCTR=time-base counter, TBPRD=time-base period)  
 (a) Count-Up Mode  
 (b) Count-Down Mode  
 (c) Count-Up-and-Down Mode

### 2.2 전력손실분석

기존의 shunt 저항 측정방식의 소비전력( $P_{sen,loss}$ )은 단순히 shunt 저항( $R_{shunt}$ )에 흐르는 전류( $I_{R_{shunt}}$ )와의 관계를 이용하여 소비전력( $P_{R_{shunt}}$ )을 구할 수 있다.

$$P_{sen,loss} = P_{R_{isen}} \quad (1)$$

$$P_{R_{isen}} = I_{R_{isen}}^2 \cdot R_{isen} \quad (2)$$

제안하는 shunt 저항 측정방식의 소비전력( $P_{sen,loss}'$ )은 shunt 저항의 소비전력( $P_{R_{shunt}}$ )과 병렬로 연결한 bypass MOSFET스위치의 소비전력( $P_{MOSFET}$ )의 합으로 구할 수 있다. 여기서 shunt 저항에서의 소비전력은 bypass MOSFET스위치가 턴-오프되는 시간(1-D)T에서만 존재하므로 이 시간을 고려한다. bypass 스위치의 소비전력을 살펴보면 MOSFET스위치에 전류가 흐를시 생기는 저항값( $R_{DS(on)}$ )에서의 소비전력( $P_{cond}$ )과 스위치 상태 변화에 따른 소비전력( $P_{sw}$ )의 합이다. 그리고 스위치 상태 변화에 따른 소비전력은 스위치가 턴-온에서 턴-오프 상태로 변할 시 생기는 소비전력( $P_{off}$ )과 스위치가 턴-오프에서 턴-온 상태로 변할 시 생기는 소비전력( $P_{on}$ )의 합으로 표현된다.<sup>[20-21]</sup>

$$P_{sen,loss}' = P_{R_{isen}'} + P_{MOSFET} \quad (3)$$

$$P_{R_{isen}'} = I_{R_{isen}'}^2 \cdot R_{isen}' \cdot (1-D) \quad (4)$$

$$P_{MOSFET} = P_{cond} + P_{sw} \quad (5)$$

$$P_{cond} = I_{R_{isen}'}^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot D \quad (6)$$

$$P_{sw} = P_{off} + P_{on} \quad (7)$$

여기서 스위치 상태 변화에 따른 스위칭손실은 극히 작은 값이므로 본 논문에서는 고려하지 않았다.

본 논문에서 사용한 태양광 패널( $V_{oc} = 46[V]$ ,  $I_{sc} = 3[A]$ )의 MPPT동작점에서의  $I_{sa}$  값은 약 2.5[A]이다. 따라서 기존의 저항센서에서의 소비 전력은 식(1)-(2)에 의해 다음과 같은 값을 가진다.

$$P_{sen,original} = P_{R_{isen}} = 3.125[W] \quad (8)$$

제안하는 shunt 저항 측정방법에서의 소비전력은 식(3)-(9)에 의해 다음과 같은 값을 가진다.

$$P_{R_{isen}'} = 0.313[W]$$

$$P_{cond} = 0.225[W]$$

$$P_{sen,suggest} = P_{R_{isen}'} + P_{cond} = 0.548[W] \quad (9)$$

따라서, 손실이 82% 감소함을 예상할 수 있다.

### 3. 실험

그림 7은 90[W]급 PV태양광 시스템 실험을 하기 위해 구축된 실험환경이다. 87.5[W]인 PV Array 시뮬레이터(Dual PV-모듈 시뮬레이터, TerraSAS), 60[V]인 전자부하 그리고 그림 8과 같은 Boost Converter와 제어기 사용하여 태양광 MPPT 실험을 하였고 이때의 센서에서의 소비전력을 구하였다. 추가적으로 얼마나 소비전력이 줄어들었는지 비교하기 위해 기존의 shunt 저항 측정방법으로 측정된 전류를 이용하여 태양광 MPPT 실험을 추가적으로 실행하였다. 이 때 사용한 PV모듈의 V-I곡선, V-P곡선은 그림 9와 같으며 소자값은 표1과 같다. 그림9를 보면 MPP(Maximum Power Point)는 약 35[V]에 2.5[A]임을 알 수 있다.

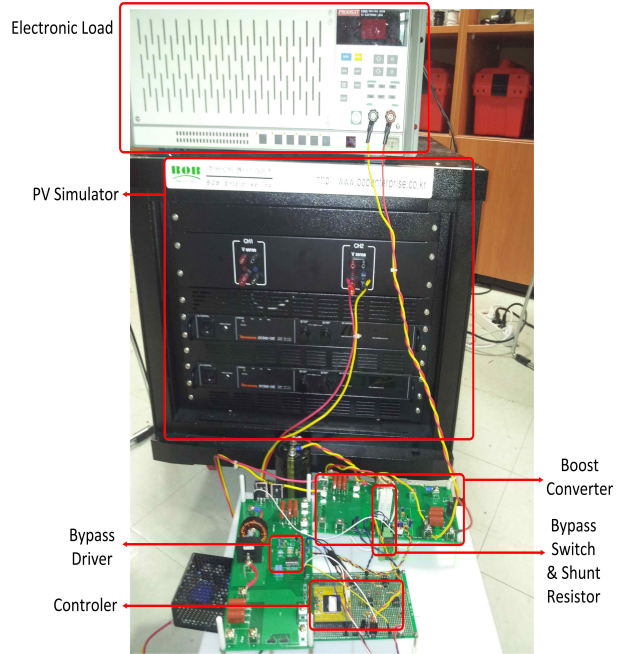


Fig. 7 Hardware Experimental Set-up

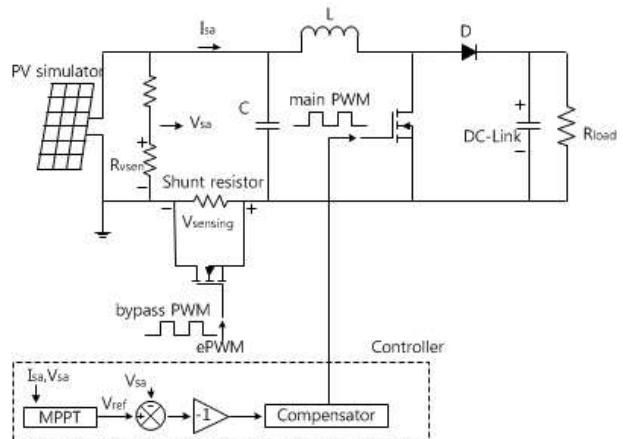


Fig. 8 Photovoltaic System with the High efficiency bypass current sensing

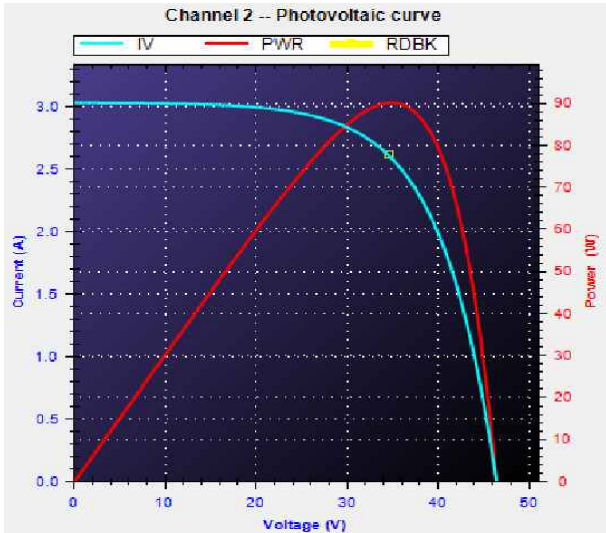


Fig. 9 V-I and V-P curve of PV module

Table 1 system parameter

Digital Controller		TMS320F28335
PV system	Voc	46 [V]
	Isc	3 [A]
main switch		IRFP460
DC-Link voltage		60 [V]
bypass switch		IRFP260N
bypass switch duty		0.9
shunt resistor		0.5 [ $\Omega$ ]
capacitor, C		2200 [ $\mu$ F]
inductor, L		600 [ $\mu$ H]
switch frequency		18 [kHz]
C and L ESR		0.1 [ $\Omega$ ]

3.1 실험 결과

그림 10은 바이패스 전류센싱을 적용하여 MPPT동작에서의 주요 동작 파형으로 채널1(C1)은 shunt 저항의 전압( $V_{R_{shunt}}$ )을 나타내며 채널2(C2)는 main PWM신호를 나타내며 채널3(C3)는 bypass PWM신호를 나타낸다. bypass PWM은 도통률이 0.9로 고정되어 있으며, main PWM의 경우  $D=1-\frac{V_{sa}}{V_{dclink}}=0.417$  와 비슷한 값으로 MPPT동작을 잘 수행하고 있음을 알 수 있다.

그림 11는 제안하는 고효율 전류 측정 방법을 적용하여 MPPT를 실행 파형이다. 채널1(C1)은 shunt 저항의 전압( $V_{R_{shunt}}$ )이며 채널2(C2)는 태양광패널의 전압( $V_{sa}$ )이며, 채널3(C3)는 태양광패널의 전류( $I_{sa}$ )이다.  $V_{sa}$ 의 파형이 20[V]에서 37[V]까지 상승하며 이후 35-37[V] 사

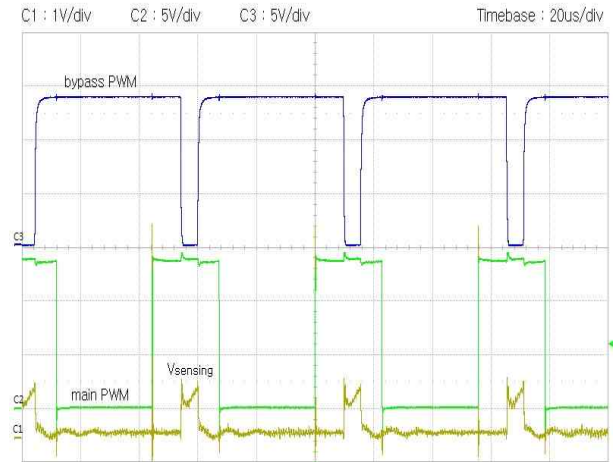


Fig. 10 Key waveform of the proposed current sensing

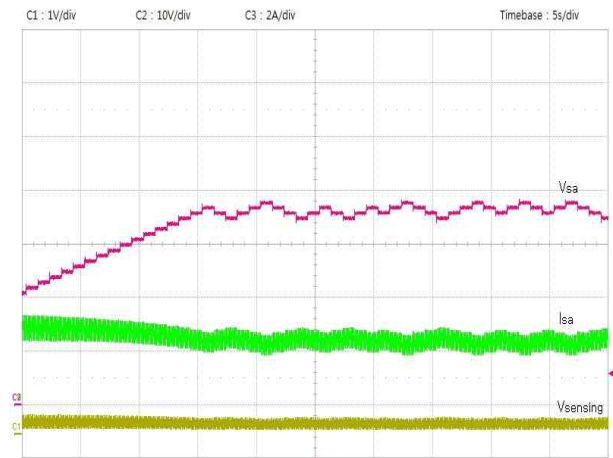


Fig. 11 MPPT working waveform

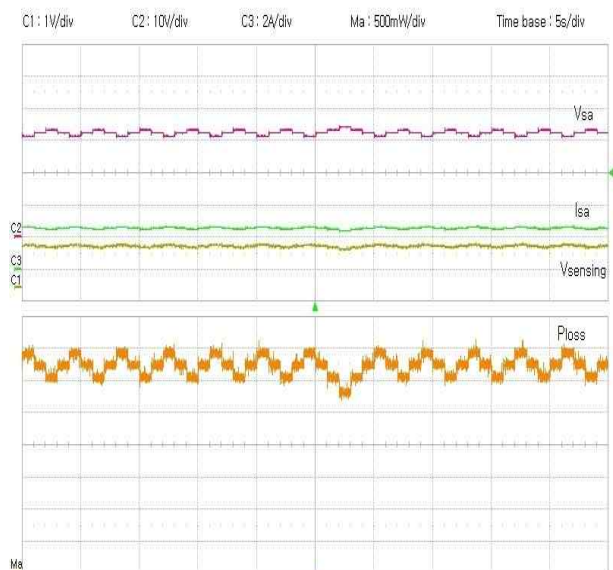


Fig. 12 Key waveform of MPPT operation under the current sensing method using shunt resistor



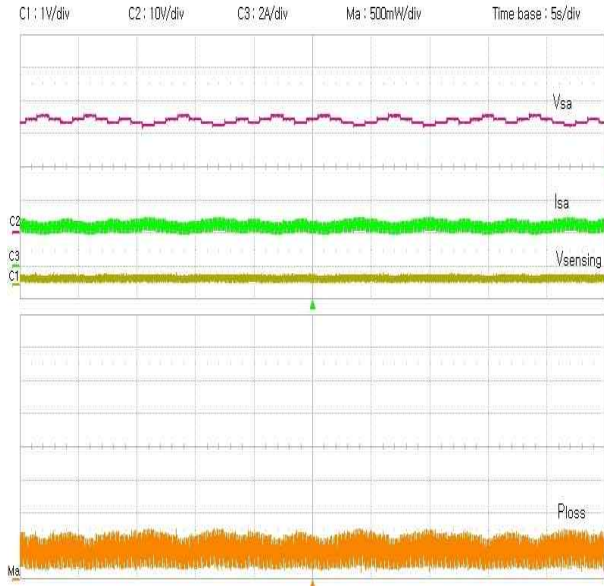


Fig. 13 Key waveforms of MPPT operation under proposed sensing method using bypass switch

Table 2 Experimental results of loss measurement

Power Loss	Theoretical value	Hardware value
Conventional current sensing method	3.125 [W]	3.229 [W]
Proposed current sensing method	0.548 [W]	0.405 [W]

이를,  $I_{sa}$ 의 파형은 2[A]로 접근하며 이후 2-3[A] 사이를 P&O 동작을 한다. 이는 MPPT동작을 잘 수행 하고 있음을 보여 준다.

그림 12는 기존의 shunt 저항 측정방법을 적용한 MPPT동작파형이며 채널1(C1)은 shunt 저항의 전압 ( $V_{R_{shunt}}$ )이며 채널2(C2)는 태양광패널의 전압 ( $V_{sa}$ )이며, 채널3(C3)는 태양광패널의 전류( $I_{sa}$ ), Ma는 전류센서에서의 전압·전류를 곱한 값으로 손실전력( $P_{loss}$ )이다.

그림 13은 본 논문에서 제안하는 shunt 저항 측정방법을 적용한 MPPT 동작파형이며 각각의 변수는 그림 12에서와 같다.

표2를 보면 기존의 shunt 저항 측정방법의 전류센서에서 소비전력의 이론값과 실제값은 각각 3.125[W], 3.229[W]인 반면 제안한 저손실 shunt 저항 측정방법의 전류센서에서 소비전력의 이론값과 실제값은 각각 0.548[W], 0.405[W]로 기존의 shunt 저항 측정방법의 소비전력에 비해 손실이 약 85% 정도 감소됨을 확인할 수 있다. 이는 바이패스 스위치의 도통률이 90%이므로 shunt 저항 손실이 동일 비율로 감소하며, 바이패스 스위치 자체의 도통저항에 의한 손실분만큼의 손실이 발생하여 손실감소 성능을 떨어뜨리게 된다.

## 4. 결 론

본 논문에서는 기존의 shunt 저항 측정방법과는 다른 이산시간 전류 샘플링을 이용한 저손실 shunt 저항 측정방법을 제안하였고, 기존의 shunt 저항 측정방법과의 차이점을 살펴보았다. 또한  $V_{oc}=46[V]$ ,  $I_{oc}=3[A]$ 를 가지는 태양광패널에 연결하여 제안하는 저손실 shunt 저항 측정방법으로 태양광 MPPT실험을 하여 최대전력추종 제어 성능을 유지됨을 확인하였으며, 추가적으로 같은 조건하에 기존의 shunt 저항 측정방법으로 태양광 MPPT실험을 하여 소비전력을 확인하여 이를 비교하였다. 그 결과 거의 바이패스 스위치의 도통시간과 동일한 비율로 소비 전력이 감소함을 확인하였다.

This work was supported by the National Research Foundation of Korea(NRF) grant funded by the Korea government (No. 2012-0006984).

## 참 고 문 헌

- [1] Hwa-Seok Lee, I. Daniel Thana Thayalan, Jung-Hu. Park, "High efficiency current measurement using resistor and bypass switch," *2012 Power Electronics Annual Conference*, pp. 103-104.
- [2] Do-Yun Kim, "Phase Current Sensing Method Using Three Shunt Resistor for Three Phase Inverter," *2011 Power Electronics Annual Conference*, pp. 235-236.
- [3] K.H Yeon, S.D Kim, D Son, "Current Sensor Based on Hall Sensor and Magnetic Core for Hybrid Vehicle," *ICAUMS2010 International Conference of Aums*, December 5-8. 2010.
- [4] Hwa-gene Lee, Kwon Soo Han, Kyu- Tae Kim, "Precision evaluation of High DC current shunt," *2011 KIEE Annual Conference*, pp. 227-229.
- [5] K-T. Kim, "Precise Measurement of High Current Shunt Resistance," *2005 KIEE Annual Conference*, pp. 403-406.
- [6] Min-Ho Song, "Current Measure using Fiber-Optic CT," *KIIEE Annual Conference*, pp. 28-33, 2004. 7.
- [7] Ho-Gi Kim. Gu-Bae Kang. Dong-Jin Nam, "Coreless Hall Current Sensor for Automotive Inverters Decoupling Cross-coupled Field," *Journal of Power Electronics*, January 2009.
- [8] E. R. Olson and R. D. Lorenz, "Effective use of miniaiture, multi-point, field-base current sensors without magnetic cores," *in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu Meeting*, pp. 1426-1433, 2007.
- [9] Byung-Geuk Cho, Jung-Ik Ha, Seung-Ki Sul, "Voltage Injection Method for Boundary Expansion of Output Voltages in Three Shunt Sensing PWM Inverter," *IEEE ECCE*, pp. 411-415, 2011.
- [10] Jung-Ik Ha, "Voltage Injection Method for Three-Phase

Current Reconstruction in PWM Inverters Using a Single Sensor," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 24, Issue.3, pp. 767-775, March 2009.

- [11] R. P. Singh and A. M. Khambadkone. "Giant Magneto Resistive(GMR) Effect Based Current Sensing Technique for Low Voltage/High Current Voltage Regulator Modules," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, pp. 915-925, Mar. 2008.
- [12] N. McNeill, G. Iordanidis, D. Holliday, and P. Mellor, "Low-cost high-bandwidth current transducer for automotive applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, pp.832-835, Sept. 2006.
- [13] Ji-Hoon Jang, Seung-Ki Sul, Yo-Chan Son, "Current Measurement Issues in Sensorless Control Algorithm using High Frequency Signal Injection Method," *IEEE IAS Annual Meeting*, Vol. 2, pp.1134-1141. 2003.
- [14] Bob Mammano, "Current Sensing Solutions for Power Supply Designers," 2001 Texas Instruments Incorporated document.
- [15] Texas Instruments "Understanding Data Converters," Application report, 1995.
- [16] Sanjaya maniktala, "Troubleshooting Switching Power Converters," *Elsevier*, 2008, pp. 39-42.
- [17] D. W. Chung, S. K. Sul, "Analysis and Compensation of Current Measurement Error in Vector-Controlled AC Motor Drives," in *proceedings of the 1999 Industrial Electronics Society Annual Conference of the IEEE*, vol. 3, pp. 1458-1463, 1999.
- [18] Texas Instruments F2833x study material for CCS 3, Texas Instruments Incorporated European Customer Training Centre & University of Applied Sciences Zwickau.
- [19] Seung-Ho Song, Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul, "Current Measurements in Digitally Controlled AC Drivers," *IEEE Industry Applications Magazine*, Vol. 6, pp. 51-62, 2000.
- [20] Doo-Yong Jung, "Soft Switching Boost Converter using a Single Switch," *2009 Power Electronics Annual Conference*, pp. 211-219
- [21] Jin-Bae Kim, "Soft Switching DC/DC Converter Using Boost," *2009 Power Electronics Annual Conference*, pp. 436-437.



### **이화석(李花錫)**

1987년 6월 16일생. 2012년 송실대 전기공학부 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공과 석사과정.



### **다니엘(丹尼爾)**

1990년 6월 2일생. 2011년 인도 Kalasalingam Univ. 전기전자공학과 졸업. 2012년~현재 송실대 대학원 전기공학과 석사과정.



### **박종후(朴種厚)**

1975년 8월 26일 생. 1999년 서울대 공대 전기 공학부 졸업. 2001년 동 대학원 전기 공학부 졸업(석사). 2006년 동 대학원 전기 컴퓨터공학부 졸업(공학박). 2004년~2005년 Virginia Tech(Visiting Scholar). 2006년~2007년 반도체공동연구소 선임연구원 및 연수연구원. 2007년~2009년 서울대 정보기술사업단 박사후 연구원. 2009년~현재 송실대 전기공학부 조교수. 당 학회 JPE 편집위원.